

© EPODOC / EPO

PN - JP60114746 A 19850621  
PD - 1985-06-21  
PR - JP19830222889 19831125  
OPD - 1983-11-25  
TI - SPARK DISCHARGE CIRCUIT FOR EMISSION  
SPECTROCHEMICAL ANALYSIS  
IN - HATSUTORI HIDEO  
PA - SHIMADZU CORP  
EC - H01T15/00  
IC - G01N21/67

© WPI / DERWENT

TI - Emission spectro analysis spark discharge circuit - divides  
operation of charging of main capacitor into several ones to  
minimise magnetising current of transistor NoAbstract Dwg2/3  
PR - JP19830222889 19831125  
PN - JP60114746 A 19850621 DW198531 003pp  
PA - (SHMA ) SHIMADZU SEISAKUSHO KK  
IC - G01N21/67 ;H01T15/00  
OPD - 1983-11-25  
AN - 1985-186804 [31]

© PAJ / JPO

PN - JP60114746 A 19850621  
PD - 1985-06-21  
AP - JP19830222889 19831125  
IN - HATSUTORI HIDEO  
PA - SHIMAZU SEISAKUSHO KK  
TI - SPARK DISCHARGE CIRCUIT FOR EMISSION  
SPECTROCHEMICAL ANALYSIS  
AB - PURPOSE: To enable the generation of a spark discharge  
accurately at each time by charging a main capacitor with an  
induced current on the secondary side of a transformer while a  
trigger voltage is raised until the spark discharge starts to broaden  
the selection range of a discharge energy when exciting current is  
cut off.  
- CONSTITUTION: A voltage of a DC power source DC is applied to a  
transformer Tr1 for a proper time length and current increasing with  
time flows through the primary side winding to accumulate a

magnetic energy. Then, by cutting off between the transformer T1 and the DC power source DC, the magnetic energy is shifted to the main capacitor C1 for accumulating spark discharge energy with an induced current in the secondary winding. This operation is repeated desired times to increase the charged energy of the main capacitor C1 gradually while a trigger voltage is generated with a circuit whose output voltage rises with time whereby the trigger voltage is raised until the spark discharge starts in a discharge gap G2.

I - G01N21/67 ;H01T15/00

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭60-114746

⑬ Int.Cl.<sup>4</sup>

G 01 N 21/67  
H 01 T 15/00

識別記号

庁内整理番号

B-7458-2G  
7337-5G

⑭ 公開 昭和60年(1985)6月21日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全4頁)

⑮ 発明の名称 発光分光分析用火花放電回路

⑯ 特 願 昭58-222889

⑰ 出 願 昭58(1983)11月25日

⑱ 発 明 者 服 部 秀 雄 京都市中京区西ノ京桑原町1番地 株式会社島津製作所三  
條工場内

⑲ 出 願 人 株式会社島津製作所 京都市中京区河原町通二条下ルノ船入町378番地

⑳ 代 理 人 弁理士 縣 浩 介

明 細 書

1. 発明の名称

発光分光分析用火花放電回路

2. 特許請求の範囲

スイッチを介して直流電源より励磁電流を供給されるトランスと、上記トランスの二次側とダイオードと火花放電エネルギーを蓄える主コンデンサとの直列回路で、励磁電流が増加している間の上記トランスの二次側に誘起されている電圧に対して上記ダイオードが逆方向である二次回路と、この二次回路の上記主コンデンサの両端間に接続された主放電ギャップと、出力電圧が経時的に上昇していく電圧発生回路よりなる放電トリガ回路と、上記スイッチを所定回数繰返しオンオフさせる制御回路とよりなり、上記励磁電流遮断時に上記トランスの二次側に誘起される電流で上記主コンデンサを段階的に充電すると共に、火花放電が開始されるまでトリガ電圧を高めて行くようにした発光分光分析用火花放電回路。

3. 発明の詳細な説明

イ. 産業上の利用分野

本発明は発光分光分析装置における光源装置としての火花放電回路に関する。

ロ. 従来技術

従来の発光分光分析における火花放電回路は第1図に示すような構成であつた。A Cは交流電源、Dは整流器、C Oは平滑用コンデンサ、R Oは抵抗で、これらの各部によつて直流電源D Cを構成している。Cは火花放電のエネルギーを蓄える主コンデンサ、Gは光源用の火花放電ギャップ、Sはスイッチング素子である。スイッチング素子Sは制御回路Pからの信号によつて導通し、主コンデンサCが上述した直流電源D Cによつて充電される。Tはトリガパルス発生器で、上記スイッチング素子導通開始時点から測つた所定のタイミングで放電ギャップGに瞬時的に高電圧を印加して放電ギャップGの絶縁を破壊する。そうすると放電ギャップに火花放電が起り、主コンデンサCの充電電荷が放電ギャップを通して放電される。この構成では主コンデンサCの最高充電電圧は直

流電源DCの出力電圧で定まり、スイッチング素子Bはこの直流電源の出力電圧に耐え得る必要があり、スイッチング素子の耐圧の関係で、主コンデンサの最高充電電圧は余り高くできなかつた。火花放電のエネルギーはコンデンサCの充電エネルギーであり、これはコンデンサの充電電圧の2乗に比例するが、主コンデンサの最高電圧が直流電源DCの出力電圧までに規制されるので、火花放電エネルギーの選択範囲も余り広くできず、分析対象に最適の分析条件を選ぶことが困難であつた。また従来は一定電圧の一回のトリガパルスによつて火花放電を開始させていたので、放電ギャップの状態の変化によつて放電ギャップの絶縁破壊電圧が変化し、放電が開始されないことがあつて、繰返し放電を行つている間に放電ミスが起つていた。

#### ハ. 目 的

本発明は従来例の上述した問題点を解消し、主コンデンサの充電電圧が電源電圧に規制されることなく決められ、放電エネルギーの選択範囲が広

じような構成の回路が上下に二つ並んで、互に並列に共通の直流電源DCに接続されているが、上の回路が主放電ギャップG1で主放電を行わせる回路であり、下の回路はトリガ用放電ギャップG2に放電を行わせる回路である。スイッチングトランジスタB1及びB2はゲートA1、A2を介してパルス発生器Pから送られて来るパルス信号によつて間欠的に導通せしめられる。Qは制御回路でゲートA1、A2の開閉を司つている。

当初ゲートA2は閉じA1が開いていて、トランジスタB1のベースにパルス発生器Pからのパルス信号が印加されてB1がオンオフしている。第3図aがパルス発生器Pの出力を示し、同出力がハイレベルである間B1が導通している。B1の導通期間中トランスTr1の一次側には直流電源DCによつて一定電圧が印加されているので、Tr1の一次側には第3図bで区間Tに示すような次第に増加する電流が流れてトランスのコアに磁気的エネルギーが蓄積されて行く。第3図cはトランスTr1の二次側出力電圧を示し、B1の

く、また毎回の火花放電を確実に起させるようにすることを目的とする。

#### ニ. 構 成

本発明火花放電回路は、トランスに適宜時間直流電源電圧を印加し経時的に増加して行く電流を一次側巻線に流して磁気的エネルギーを蓄積し、トランスと直流電源との間を遮断することによつて二次巻線に発生する誘導電流によつて上記磁気的エネルギーを火花放電エネルギーを蓄える主コンデンサに移しかえて該コンデンサを充電すると云う動作を任意回数繰返すことによつて、主コンデンサの充電エネルギーを段階的に増加させて行くと共に、出力電圧が経時的に上昇して行く回路によつてトリガ電圧を発生させ、火花放電が開始されるまでトリガ電圧を高めて行くようにした点に特徴を有する。

#### ホ. 実施 例

第2図は本発明の一実施例を示す。G1は分析用主放電ギャップであり、G2はトリガ用放電ギャップである。トランスTr1、Tr2を含む同

導通期間中は一定電圧であるが、B1がオフになると反対極性の高電圧が誘起される。トランスTr1の二次巻線はダイオードd1と火花放電用主コンデンサC1とで直列回路を構成しており、ダイオードd1はトランジスタB1の導通期間におけるトランスTr1の二次側の出力電圧に対して逆方向となつてゐる。従つてB1がオフになるとTr1の二次側に誘起される誘導電流によつてコンデンサC1が充電される。このような過程によつてトランスTr1のコアに蓄えられた磁気的エネルギーが主コンデンサC1に移し変えられ、C1に静電エネルギーとして蓄えられる。このときのコンデンサC1の充電電圧VはコンデンサC1の容量により、この容量をC、磁気的エネルギーをBとすると、 $V = \sqrt{2B/C}$ であり、直流電源DCの出力電圧による制限なしに電圧Vが決まる。

上述した動作はゲートA1が開いている間、トランジスタB1がオンオフを行う度に繰返され、コンデンサC1の充電電荷は段階的に増加し、充電電圧が高まつて行く。この充電電圧はトランジ

流電源DCの出力電圧で定まり、スイッチング素子Bはこの直流電源の出力電圧に耐え得る必要があり、スイッチング素子の耐圧の関係で、主コンデンサの最高充電電圧は余り高くできなかつた。火花放電のエネルギーはコンデンサCの充電エネルギーであり、これはコンデンサの充電電圧の2乗に比例するが、主コンデンサの最高電圧が直流電源DCの出力電圧までに規制されるので、火花放電エネルギーの選択範囲も余り広くできず、分析対象に最適の分析条件を選ぶことが困難であつた。また従来は一定電圧の一回のトリガパルスによつて火花放電を開始させていたので、放電ギャップの状態の変化によつて放電ギャップの絶縁破壊電圧が変化し、放電が開始されないことがあつて、繰返し放電を行つている間に放電ミスが起つていた。

#### ハ. 目 的

本発明は従来例の上述した問題点を解消し、主コンデンサの充電電圧が電源電圧に規制されことなく決められ、放電エネルギーの選択範囲が広

く、また毎回の火花放電を確実に起させるようにすることを目的とする。

#### ニ. 構 成

本発明火花放電回路は、トランスに適宜時間直流電源電圧を印加し経時的に増加して行く電流を一次側巻線に流して磁氣的エネルギーを蓄積し、トランスと直流電源との間を遮断することによつて二次巻線に発生する誘導電流によつて上記磁氣的エネルギーを火花放電エネルギーを蓄える主コンデンサに移しかえて該コンデンサを充電すると云う動作を任意回数繰返すことによつて、主コンデンサの充電エネルギーを段階的に増加させて行くと共に、出力電圧が経時的に上昇して行く回路によつてトリガ電圧を発生させ、火花放電が開始されるまでトリガ電圧を高めて行くようにした点に特徴を有する。

#### ホ. 実 施 例

第2図は本発明の一実施例を示す。G1は分析用主放電ギャップであり、G2はトリガ用放電ギャップである。トランスTr1、Tr2を含む同

じよな構成の回路が上下に二つ並んで、互に並列に共通の直流電源DCに接続されているが、上の回路が主放電ギャップG1で主放電を行わせる回路であり、下の回路はトリガ用放電ギャップG2に放電を行わせる回路である。スイッチングトランジスタS1及びS2はゲートA1、A2を介してパルス発生器Pから送られて来るパルス信号によつて間欠的に導通せしめられる。Qは制御回路でゲートA1、A2の開閉を司つている。

当初ゲートA2は閉じA1が開いていて、トランジスタS1のベースにパルス発生器Pからのパルス信号が印加されてS1がオンオフしている。第3図aがパルス発生器Pの出力を示し、同出力がハイレベルである間S1が導通している。S1の導通期間中トランスTr1の一次側には直流電源DCによつて一定電圧が印加されているので、Tr1の一次側には第3図bで区間Tに示すような次第に増加する電流が流れてトランスのコアに磁氣的エネルギーが蓄積されて行く。第3図cはトランスTr1の二次側出力電圧を示し、S1の

導通期間中は一定電圧であるが、S1がオフになると反対極性の高電圧が誘起される。トランスTr1の二次巻線はダイオードd1と火花放電用主コンデンサC1とで直列回路を構成しており、ダイオードd1はトランジスタS1の導通期間におけるトランスTr1の二次側の出力電圧に対して逆方向となつている。従つてS1がオフになるとTr1の二次側に誘起される誘導電流によつてコンデンサC1が充電される。このような過程によつてトランスTr1のコアに蓄えられた磁氣的エネルギーが主コンデンサC1に移し変えられ、C1に静電エネルギーとして蓄えられる。このときのコンデンサC1の充電電圧VはコンデンサC1の容量により、この容量をC、磁氣的エネルギーをBとすると、 $V = \sqrt{2B/C}$ であり、直流電源DCの出力電圧による制限なしに電圧Vが決まる。

上述した動作はゲートA1が開いている間、トランジスタS1がオンオフを行つて度繰返され、コンデンサC1の充電電荷は段階的に増加し、充電電圧が高まつて行く。この充電電圧はトランジ

スタB 1のオンオフの繰返し数に略比例しており、この繰返し回数を設定しておくことによつて色々に選択できる。制御回路QはゲートA 1を通して送られたパルス数を計数して、所定回数に達したらゲートA 1を閉じA 2を開く。そうすると今度はトランジスタS 2がオンオフを繰返し、上述した所と同様にしてトランスTr 2の一次側電流がオンオフされる。S 2オフの際トランスTr 2の二次側にダイオードd 2の順方向電圧が誘起されてコンデンサC 2が充電され、この動作が繰返されてコンデンサC 2の充電電圧が高まる。C 2の容量はC 1より小さく、比較的短時間でC 1の充電電圧より高電圧に充電され放電ギャップG 2間に火花放電を起させる。そうすると火花放電の電流が主ギャップG 1を流れようとして同ギャップの絶縁を破るので、主コンデンサC 1の充電電荷がG 1を通して放電されて主火花放電が起る。この火花放電の電流が抵抗rの両端間電圧によつて制御回路Qに検知されると、制御回路QはゲートA 2を閉じ、主火花放電が終つた後A 1を開い

て上述した動作を再び開始させる。このようにして火花放電が繰返される。なおトリガ回路側の高圧発生回路としてはコックロフト回路を用いてもよい。

#### へ 効 果

この回路の特徴は主コンデンサC 1の充電を一度に行わず、少しずつ何回にも分けて行うことによつてトランスTr 1の励磁電流の値を小さく抑えた所にある。このためトランスTr 1が小形にできる利点がある。トランスTr 2も同様である。もう一つの特徴は、トリガ回路のコンデンサC 2の充電は放電が始まる電圧に達するまで続けられるので、電圧不足による放電ミスが起らない点にある。従来のように一回だけの充電で高圧を得る方法では放電ギャップの状態変化による絶縁破壊電圧の変動によつて放電ミスが起つていたが本発明ではこのようなことは起らない。また本発明によれば、トランスの一次側の励磁電流によつてコアに蓄えられた磁気的エネルギーをコンデンサに静電エネルギーとして移しかえる動作を繰返して

コンデンサを充電して行くので、主コンデンサの充電電圧は電源電圧に規制されず広い範囲で選択可能となり試料に応じた最適放電条件の選択が可能となつて分析精度の向上が得られる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は従来例の回路図、第2図は本発明の一実施例の回路図、第3図は同実施例の動作を説明する波形図である。

D, C…直流電源、C, G 1, G 2…火花放電ギャップ、C 1…火花放電用エネルギーを蓄える主コンデンサ。

代理人 弁理士 縣 浩 介

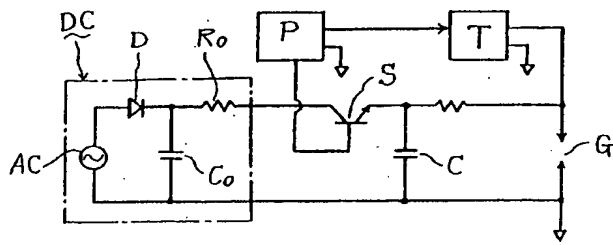


図1

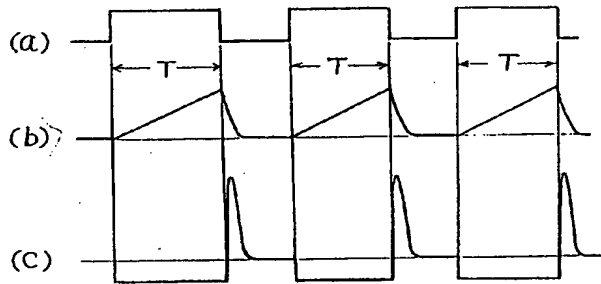


図3

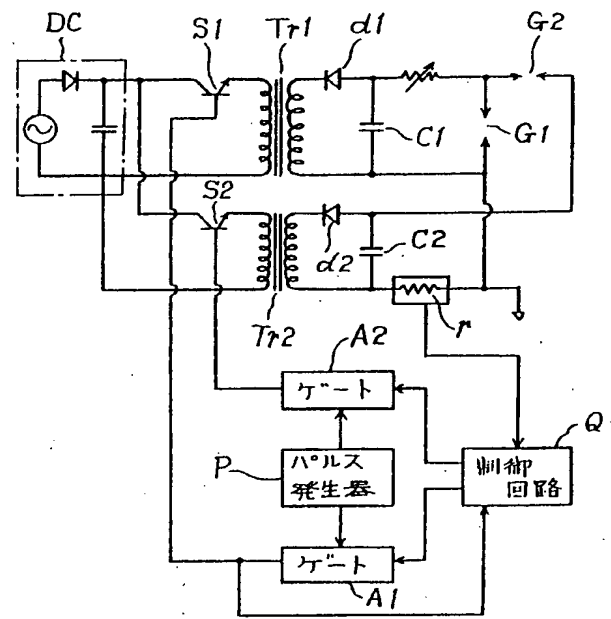


図2